

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2003-032216

(43)Date of publication of application : 31.01.2003

(51)Int.CI.

H04J 11/00

(21)Application number : 2001-220075

(71)Applicant : FUJITSU GENERAL LTD

(22)Date of filing : 19.07.2001

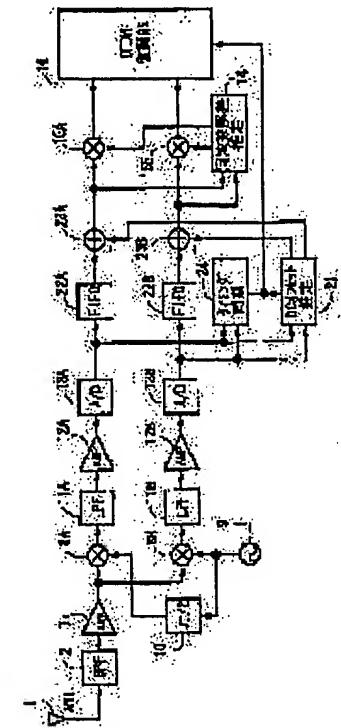
(72)Inventor : FURUKAWA SHOICHI

## (54) OFDM-RECEIVING METHOD AND DEVICE

### (57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To obtain an OFDM-receiving method and a device, capable of estimating a DC offset and compensating for it.

SOLUTION: In an OFDM-receiving method, OFDM signals, containing preamble signals which are so specified as to be zero when being temporally integrated through a whole period are received and orthogonally demodulated into OFDM base band signals, and the OFDM base band signals, are subjected to Fourier transformation and demapped, by which OFDM demodulation is carried out. The preamble signals contained in the OFDM base-band signals are temporally integrated over a whole period, a time average value obtained from the integrated value is made to serve as a DC offset value, and the DC offset value is subtracted from the following OFDM base-band signals.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

(18) 日本国特許庁 (JP)

02) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2003-32216

(P2003-32216A)

(45)公開日 平成15年1月31日(2003.1.31)

(51)Int.Cl.  
H 04 J 11/00

識別記号

F.I  
H 04 J 11/00

7-10-1 (参考)  
Z 5 K 0 2 2

審査請求 未請求 前述項の数6 OL (全 7 頁)

(21)出願番号 特願2001-220075(P2001-220075)

(22)出願日 平成13年7月19日(2001.7.19)

(71)出願人 000008911

株式会社富士通ゼネラル

神奈川県川崎市高津区末長1116番地

(72)発明者 古川 呂一

神奈川県川崎市高津区末長1116番地 株式

会社富士通ゼネラル内

(73)代理人 100083194

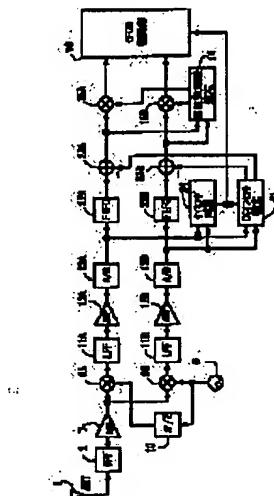
弁理士 長尾 常明

アーム(参考) 5022 0001 DD17 0033

(54)【発明の名称】 OFDM受信方法および装置

(57)【要約】

【課題】 DCオフセットを推定し補償する。  
【解決手段】 全期間に亘りて時間積分するとゼロとなるよう規定されたブリアンブル信号を含むOFDM信号を受信し直交復調してOFDMベースバンド信号を得、該OFDMベースバンド信号をフーリエ変換しデマッピングすることによりOFDM復調を行うOFDM受信方法において、前記OFDMベースバンド信号中の前記ブリアンブル信号を全体に亘り時間積分し、該積分値から時間平均値を得てこれをDCオフセット値とし、該DCオフセット値をその後に続く前記OFDMベースバンド信号から減算する。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】全期間に亘って時間積分するとゼロとなるよう規定されたブリアンブル信号を含むO F D M信号を受信し直交復調してO F D Mベースバンド信号を得、該O F D Mベースバンド信号をフーリエ変換しデマッピングすることによりO F D M復調を行うO F D M受信方法において、

前記O F D Mベースバンド信号中の前記ブリアンブル信号を全体に亘り時間積分し、該積分値から時間平均値を得てこれをD Cオフセット値とし、該D Cオフセット値をその後に統く前記O F D Mベースバンド信号から減算することを持続とするO F D M受信方法。

【請求項 2】請求項1において、

前記O F D Mベースバンド信号をA/D変換により時系列のサンプル信号とし、前記O F D Mベースバンド信号中の前記ブリアンブル信号をその全サンプル期間に亘って積分し、得られた積分値を前記ブリアンブル信号の全サンプル数で除算し、該除算した値を1サンプル当たりのD Cオフセット値として、その後に統くO F D Mベースバンド信号のサンプル信号から減算することを持続とするO F D M受信方法。

【請求項 3】請求項1又は2において、

前記D Cオフセット値を測算した前記O F D Mベースバンド信号について、送受信ローカル周波数誤差の補正を行ふことを持続とするO F D M受信方法。

【請求項 4】全期間に亘って時間積分するとゼロとなるよう規定されたブリアンブル信号を含むO F D M信号を受信する受信部と、該受信部で受信されたO F D M信号を直交復調してO F D Mベースバンド信号を得る直交復調部と、該直交復調部で得られたO F D Mベースバンド信号を入力してフーリエ変換しデマッピングするO F D M復調部を有するO F D M受信装置において、

前記O F D Mベースバンド信号中の前記ブリアンブル信号を全体に亘り時間積分する積分手段と、該積分手段で得られた積分値の時間平均値を得る平均化手段と、該平均化手段で得られた値をD Cオフセット値としてその後に統く前記O F D Mベースバンド信号から減算することを持続とするO F D M受信装置。

【請求項 5】全期間に亘って時間積分するとゼロとなるよう規定されたブリアンブル信号を含むO F D M信号を受信する受信部と、該受信部で受信されたO F D M信号を直交復調してO F D Mベースバンド信号を得る直交復調部と、該直交復調部で得られたO F D Mベースバンド信号をデジタル信号に変換するA/D変換手段と、該A/D変換手段でデジタル化されたO F D Mベースバンド信号を入力してフーリエ変換しデマッピングするO F D M復調部を有するO F D M受信装置において、

前記A/D変換手段により時系列のサンプル信号に変換された前記O F D Mベースバンド信号中の前記ブリアンブル信号をその全サンプル期間に亘って積分する積分手段

と、該積分手段で得られた積分値を前記全サンプルの数で除算する平均化手段と、該平均化手段で得られた前記ブリアンブル信号の最後の平均結果がD Cオフセット値としてセットされる記憶手段と、該記憶手段にセットされたD Cオフセット値をその後に統くO F D Mベースバンド信号から減算する減算手段とを具備することを持続とするO F D M受信装置。

【請求項 6】請求項4又は5において、

前記減算手段の後段に、送受信ローカル周波数誤差を推定しその補償を行う送受信ローカル周波数誤差補償手段を設けたことを特徴とするO F D M受信装置。

【発明の詳細な説明】

【000-1】

【発明の属する技術分野】本発明は、直交復調部で発生する位相偏差に基づくD Cオフセットを補償するO F D M復調方法および装置に関するものである。

【000-2】

【従来の技術】一般的なO F D M受信装置は、図4に示すように、アンテナ1で受信した信号をバンドパスフィルタ2を通してから低雑音増幅器（L.N.A.）3で増幅し、ミキサ4、ローカル発振器5およびバンドパスフィルタ6からなるダウンコンバータによりIF帯の信号に周波数変換し、そのIF信号を増幅器7で増幅してから、ミキサ8A、8B、ローカル発振器9および90度移相器10からなる直交復調部により直交復調してO F D Mベースバンド信号のI（同相）成分とQ（直交）成分を取り出し、これらをローパスフィルタ11A、11Bに通過させることにより高周波成分を取り除き、再度増幅器12A、12Bで増幅してから、A/D変換器13A、13Bでデジタル信号に変換し、送信装置と受信装置間のローカル周波数誤差を周波数誤差推定部14で推定し、得られた誤差成分を禹算部15A、15BでI成分とQ成分に乘算してその周波数誤差を補正し、その後にD S P等からなるO F D M復調部16でD F T（離散フーリエ変換）処理やデマッピング処理を行っている。

【000-3】ところが、最近では、図5に示すように、バンドパスフィルタ2で取り出したRF信号を増幅器7で増幅した後に直接的にミキサ8A、8B、ローカル発振器9および90度移相器10からなる直交復調部により直交復調してO F D Mベースバンド信号のI成分とQ成分を取り出し、その後は図4と同様に処理するO F D M受信装置が提案されている。この復調方式はダイレクトコンバージョン方式と呼ばれ、IF帯を処理する回路が必要ないために、部品点数の削減が図られる利点がある。

【000-4】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、このダイレクトコンバージョン方式では、ミキサ8A、8Bに投入するRF信号とローカル発振器9の信号の周波数が

同じであるが、ローカル発振器の周波数信号に比べてRF信号のレベルが充分でなくS/Nが良好でないため、ローカル周波数成分のRF信号への回り込みにより、DCオフセットが生じる。ただ、OFDM方式では、全てのサブキャリアの周波数間隔が直交性を満たすように設定され、この性質はDCをも含むために、上記DCオフセットは本来ならば、復調処理に特に影響を及ぼすことはない。

【0005】ところが、ローカル発振器の発振周波数はRF信号の周波数と完全には一致せずに僅かにずれている( $\Delta\omega$ )。場合が一般的であり、この周波数ずれ自体は後段の周波数補正処理部分(1.4, 1.5A, 1.5B)。

$$s_1 = s(t) \sin(\omega t) \quad (1)$$

$$s_2 = A \sin[(\omega + \Delta\omega)t + \phi] \quad (2)$$

とする。 $\omega$ はRF信号 $s_1$ のキャリア周波数を $\Delta\omega$ とする $2\pi f$ 、 $\Delta\omega$ はRF信号 $s_1$ のキャリア周波数とローカル信号 $s_2$ の周波数の偏差。 $\phi$ は $s_1$ 、 $s_2$ の位相差、 $s(t)$ 、 $A$ は振幅である。

$$s_1 = s(t) \sin(\omega t) + B \sin[(\omega + \Delta\omega)t + \psi] \quad (3)$$

となる。Bは回り込み成分 $s_2$ の振幅、 $\psi$ は回り込みにより生じる位相差である。よって、ミキサBのポートB3から出力する信号 $s_3$ は、

$$s_3 = s_1 \times s_2 \quad (4)$$

$$= A/2 \times [s(t) \cos(\Delta\omega t + \psi) + B \{ \cos \psi \cos \phi + \sin \psi \sin \phi \}] \quad (5)$$

となる。ただし、この式(5)ではミキサBの後段のローパスフィルタ1.1Aで高周波成分(2 $\omega$ 成分)を除去した値として表している。

【0006】式(5)の1項目はOFDM変調信号 $s(t)$ に依存する信号成分、2項目はローカル信号のポートB2からポートB1への回り込みによる信号成分であり、この2項目の信号は時間成分( $\omega$ )を含まない定常的なオフセット(DCオフセット)成分となる。

【0009】図7はOFDM信号のサブキャリアの説明図である。OFDM変調信号の復調部においては、 $\Delta\omega = 0$ のときは、図7(a)に示すように、オフセット成分はサブキャリアのDC部分に現れ、A/D変換におけるダイナミックレンジの減少となるが、その影響は僅かであり、充分なダイナミックレンジをとっても問題は生じない。

【0010】ところが、 $\Delta\omega \neq 0$ のときは、図7(b)に示すように、全てのサブキャリアが△ωだけシフトしてベースバンド帯に周波数変換され、同時にオフセットを生じる。よって、この後、その△ωを推定して周波数補正処理を行うとき、オフセットは△ωの周波数をもつてしまうのである。

【0011】OFDM復調では、1シンボル期間だけの信号を取り出して離散フーリエ変換を行う。このとき、「1/1シンボル時間=最も低い(DCに近い)周波数=キャリア周波数間隔」であり、通常△ωは、そのキャリア周波数間隔よりも狭い。フーリエ変換では、積分期

によって補正されるものの、上記したDCオフセットがある場合は、その周波数誤差推定が実際より大きく推定されたり、少なく推定されたりする。どくに1成分と△ω成分においてDCオフセットが異なるときは、それにおいて異なる影響が発生する。

【0006】ここで、オフセットの生じる理由について詳しく説明する。図5は前記した図5におけるミキサBの部分を表した図である。B1はRF信号入力ボード、B2はローカル信号入力ボード、B3は出力ボードである。いま、OFDMの受信RF信号 $s_1$ 、ローカル信号 $s_2$ を、

(1)

(2):

【0007】このとき、ローカル信号 $s_2$ の一部が $s_2$ を $\Delta\omega$ としてポートB1に回り込むと、そのボードB1の入力信号 $s_1$ は、 $s_1$ と $s_2$ が加算されるので、

(3):

トB3から出力する信号 $s_3$ は、

(4)

(5)

間の逆数(キャリア周波数間隔)の周波数分解能となるため、無限の積分期間であるなら、 $\Delta\omega$ は瞬スペクトル(も間数)となるが、1シンボル期間の積分にかぎられているため、スペクトルは広がってしまう。

【0012】以上のように、ミキサB、B3で発生するオフセット成分は、純粋なDC成分のオフセットではなく、わずかにずれた周波数成分によるオフセットとなり、各サブキャリアはこのオフセット周波数とは直交関係を持たないために、干渉を受けることになる。実際ににはオフセット周波数に最も近いサブキャリアが大きな影響をうけることとなる。

【0013】本発明は以上のような点に鑑みてなされたもので、その目的は、DCオフセットを推定し補償して、前記したようなDCオフセットによる影響を経済させたOFDM受信方法および装置を提供することである。

【0014】

【課題を解決するための手段】上記課題を解決するための請求項1の発明は、全期間に亘って時間積分するとゼロとなるよう規定されたフリアンブル信号を含むOFDM信号を受信し直交復調してOFDMベースバンド信号を得、該OFDMベースバンド信号をフーリエ変換しデマッピングすることによりOFDM復調を行うOFDM受信方法において、前記OFDMベースバンド信号中の前記フリアンブル信号を全体に亘り時間積分し、該積分値から時間平均値を得てこれをDCオフセット値とし、

該DCオフセット値をその後に読み前記OFDMベースバンド信号から減算することを特徴とするOFDM受信方法とした。

【0015】請求項2の発明は、請求項1の発明において、前記OFDMベースバンド信号をA/D変換により時系列のサンプル信号とし、前記OFDMベースバンド信号中の前記ブリアンブル信号をその全サンプル期間に亘って積分し、得られた積分値を前記ブリアンブル信号の全サンプル数で除算し、該除算した値を1サンプル当たりのDCオフセット値として、その後に読み前記OFDMベースバンド信号のサンプル信号から減算することを特徴とするOFDM受信方法とした。

【0016】請求項3の発明は、請求項1又は2の発明において、前記DCオフセット値を減算した前記OFDMベースバンド信号について、送受信ローカル周波数誤差の補正を行うことを特徴とするOFDM受信方法とした。

【0017】請求項4の発明は、全期間に亘って時間積分するとゼロとなるよう規定されたブリアンブル信号を含むOFDM信号を受信する受信部と、該受信部で受信されたOFDM信号を直交復調してOFDMベースバンド信号を得る直交復調部と、該直交復調部で得られたOFDMベースバンド信号を入力してフーリエ変換しデマッピングするOFDM復調部を有するOFDM受信装置において、前記OFDMベースバンド信号中の前記ブリアンブル信号を全体に亘り時間積分する積分手段と、該積分手段で得られた積分値の時間平均値を得る平均化手段と、該平均化手段で得られた値をDCオフセット値としてその後に読み前記OFDMベースバンド信号から減算する減算手段とを設けたことを特徴とするOFDM受信装置とした。

【0018】請求項5の発明は、全期間に亘って時間積分するとゼロとなるよう規定されたブリアンブル信号を含むOFDM信号を受信する受信部と、該受信部で受信されたOFDM信号を直交復調してOFDMベースバンド信号を得る直交復調部と、該直交復調部で得られたOFDMベースバンド信号をデジタル信号に変換するA/D変換手段と、該A/D変換手段でデジタル化されたOFDMベースバンド信号を入力してフーリエ変換しデマッピングするOFDM復調部を有するOFDM受信装置において、前記A/D変換手段により時系列のサンプル信号に変換された前記OFDMベースバンド信号中の前記ブリアンブル信号をその全サンプル期間に亘って積分する積分手段と、該積分手段で得られた積分値を前記全サンプルの数で除算する平均化手段と、該平均化手段で得られた前記ブリアンブル信号の最後の平均結果がDCオフセット値としてセットされる記憶手段と、該記憶手段にセットされたDCオフセット値をその後に読み前記OFDMベースバンド信号から減算する減算手段とを具備することを特徴とするOFDM受信装置とした。

【0019】請求項6の発明は、請求項4又は5の発明において、前記減算手段の後段に、送受信ローカル周波数誤差を推定しその補償を行う送受信ローカル周波数誤差補償手段を設けたことを特徴とするOFDM受信装置とした。

【0020】

【発明の実施の形態】図1は本発明の1つの実施の形態のダイレクトコンバージョン方式のOFDM受信装置のブロック図である。1はアンテナ、2はOFDM信号を選択するバンドパスフィルタ、7は低雑音増幅器、8A、8Bはミキサ、9は直交復調用のローカル発振器、10は90度移相器、11A、11Bはミキサ8A、8Bでの直交復調で得られたOFDMベースバンド信号のI成分、Q成分から高周波成分を除去するローパスフィルタ、12A、12Bは低雑音増幅器、13A、13BはA/D変換器、14は送受信間のローカル周波数誤差を推定する周波数誤差推定部、15A、15Bはその周波数誤差推定部14で推定された周波数誤差成分に基づきI成分、Q成分の周波数補正を行う乘算器、16は離散フーリエ変換やデマッピングを行うDSP等からなるOFDM復調部であり、以上は図5で説明した構成と同じである。

【0021】本実施形態では、このような構成に加えて、OFDMベース信号のI成分およびQ成分のDCオフセットを推定するDCオフセット推定部21、DCオフセット処理時間分の遅延時間を得るためのFIFO部22A、22B、得られたDCオフセット推定値を遅延されたI成分およびQ成分から減算する減算器(減算手段)23A、23B、タイミング同期信号を得るタイミング同期部24を設けた。なお、これらは、A/D変換器13A、13Bと乗算器15A、15Bの間に設けた。

【0022】図2はOFDM信号のフレームフォーマットの一例を示す図である。まず0.8μsのショートブリアンブルが10個(S0～S9)が続き、その後に1.6μsのガードインターバル(GT1)が続き、次に3.2μsのロングブリアンブルが2個(L1、L2)が続き、次に0.8μsのガードインターバル(GT2)と3.2μsのデータ(D0～D9)が交互に続く。ロングブリアンブルL1、L2は時間轴において正負均等な波形となっているので、その期間を積分すると各々ゼロになる。

【0023】そこで本実施形態では、ショートブリアンブルによってその後に続くロングブリアンブルの先頭の開始時刻を推定し、その開始時刻からI成分およびQ成分のロングブリアンブルL1、L2をそれぞれ時間積分し、その各積分結果からI成分およびQ成分についてDCオフセットを推定する。すなわち、積分結果で得られる値はDCオフセットを2個のロングブリアンブル期間分だけ時間積分した値であるので、その2個のロングブリアンブル期間の時間平均を得ると、1単位時間当たりの

D Cオフセット値(正又は負)を推定できる。そして、得られたI成分およびQ成分についての1単位時間当たりのD Cオフセット値を、その後に統くI成分、Q成分それをから演算することにより、D Cオフセットを補償する。

【0024】前記したタイミング同期部2-3は、連続する受信した2個のショートブリアンブルを比較する自己相間処理により、あるいは予めメモリ(図示せず)に正規のショートブリアンブルを格納しておいてこれと受信ショートブリアンブルとを比較する相互相間処理により、同期信号(クロック信号)を生成する。この同期信号はD Cオフセット推定部2-1や復調部1-6の同期信号として使用される。

【0025】図3は前記したD Cオフセット推定部2-1の内部構成を示すブロック図である。2-1-1A, 2-1-1Bはロングブリアンブル期間を積分する128ポイント積分器(積分手段)、2-1-2A, 2-1-2Bはそれらの積分結果を1/2で除算する1/128除算器(平均化手段)、2-1-3A, 2-1-3Bは得られたD Cオフセット値を格納するレジスタ(記憶手段)である。

【0026】ロングブリアンブルL1, L2はA/D変換器2-1-3A, 2-1-3Bによって各々64サンプルデータとしてデジタル化されるので、128ポイント積分器2-1-1A, 2-1-1Bで連続して1/28サンプル分を積分すると、その両ロングブリアンブルL1, L2の全期間にわたるI成分、Q成分の積分結果が得られる。1/28ポイント積分器2-1-2A, 2-1-2Bで常時1/128の割算が行われる。したがって、2番目のロングブリアンブルL2の終了時点での1/128除算器2-1-2A, 2-1-2Bの除算結果が、当該フレームでの1サンプル当たりのI成分、Q成分のD Cオフセット値を表すものと推定できる。

【0027】よって、タイミング同期部2-4で得られた同期信号により、ロングブリアンブルL2の終了時点の次(次のガードインターバル/GTのスタート)のタイミングで、前記D Cオフセット推定結果をレジスタ2-1-3A, 2-1-3Bに格納し、このD Cオフセット値を、当該フレームのその後に統くI成分、Q成分の信号から加算器2-3A, 2-3Bで演算すれば、当該フレームでのD Cオフセットを補償することができる。

【0028】以上のように本実施形態では、フレーム毎にD Cオフセットを推定し、当該のフレームのO F D Mベースバンド信号のD Cオフセットを補償する、このとき、このD Cオフセット補償は、送受信ローカル周波数

誤差を推定し補償する処理部分よりも上流部分で行うので、その周波数誤差推定補償はD Cオフセット補償済みのO F D Mベースバンド信号について行うことになり、その周波数誤差推定補償処理がD Cオフセットの影響を受けることを防止できる。

【0029】なお、上記実施形態ではロングブリアンブルL1, L2の両方に跨って時間積分してD Cオフセット推定を行ったが、1個のロングブリアンブルのみを使用してD Cオフセット推定を行っても良い。また、本実施形態のD Cオフセット補償は特にダイレクトコンバージョン方式のO F D M受信装置に適用すると大きな効果を発揮するが、その他のO F D M受信装置に適用することを妨げるものではない。

【0030】

【発明の効果】以上から本発明によれば、D Cオフセットを補償することができ、特にダイレクトコンバージョン方式のO F D M受信装置に好適である。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明の実施形態のO F D M受信装置のブロック図である。

【図2】 O F D M信号のフレームフォーマットの説明図である。

【図3】 D Cオフセット推定部の詳細な回路図である。

【図4】 従来の一一般的なO F D M受信装置のブロック図である。

【図5】 従来のダイレクトコンバージョン方式のO F D M受信装置のブロック図である。

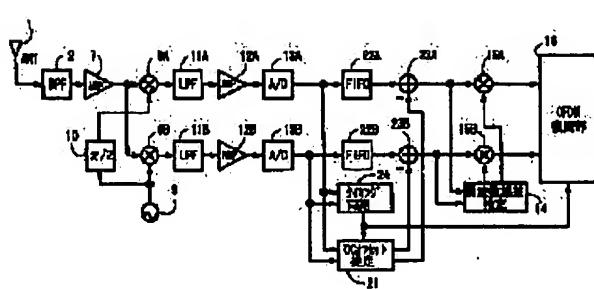
【図6】 直交復調部の1つのミキサ部の回路図である。

【図7】 D Cオフセットの説明図である。

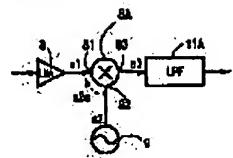
【符号の説明】

1: アンテナ、2: バンドパスフィルタ、3: 低雑音増幅器、4: ミキサ、5: ローカル発振器、6: バンドパスフィルタ、7: 増幅器、8A, 8B: ミキサ、9: ローカル発振器、10: 90度移相器、11A, 11B: ローパスフィルタ、12A, 12B: 増幅器、13A, 13B: A/D変換器、14: 周波数誤差推定部、15A, 15B: 積算器、16: O F D M復調部、21: D Cオフセット推定部、22A, 22B: F I F O部、23A, 23B: 加算器(計算手段)、21-1A, 21-1B: 128ポイント積分器(積分手段)、21-2A, 21-2B: 1/128除算器(平均化手段)、21-3A, 21-3B: レジスタ(記憶手段)

[図 1]



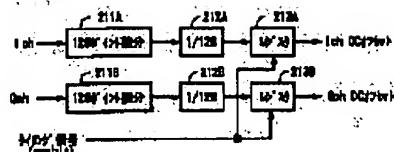
[図 6]



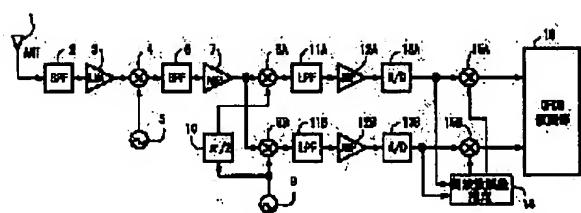
[図 2]



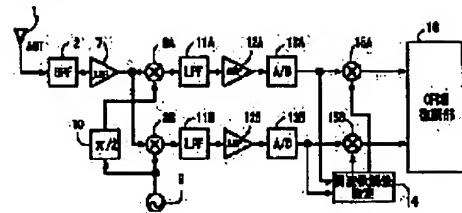
[図 3]



[図 4]



[図5]



[図7]

